

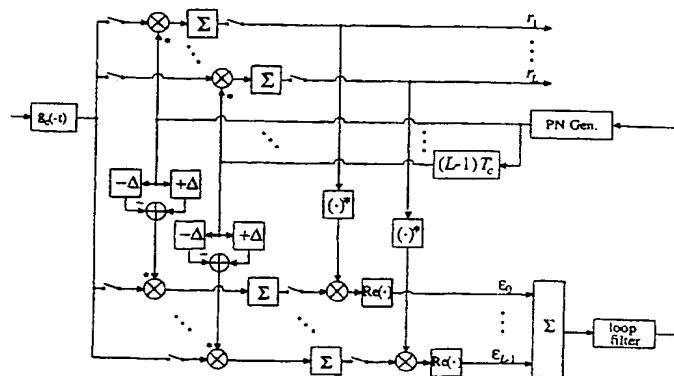
PCT WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM
Internationales Büro
INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICH NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE
INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)



(51) Internationale Patentklassifikation 7 : H04B 1/707		A1	(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 00/21209
			(43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 13. April 2000 (13.04.00)
(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE99/03202		(81) Bestimmungsstaaten: AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW, ARIPO Patent (GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), eurasisches Patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI Patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).	
(22) Internationales Anmeldedatum: 5. Oktober 1999 (05.10.99)			
(30) Prioritätsdaten: 198 45 620.4 5. Oktober 1998 (05.10.98) DE			
(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US): SYSTEMONIC AG [DE/DE]; Am Waldschlößchen 1, D-01099 Dresden (DE).			
(72) Erfinder; und		Veröffentlicht	
(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): AUE, Volker [DE/DE]; Bergmannstrasse 32, D-01309 Dresden (DE).		Mit internationalem Recherchenbericht. Vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche zugelassenen Frist; Veröffentlichung wird wiederholt falls Änderungen eintreffen.	
(74) Anwalt: LIPPERT, STACHOW, SCHMIDT & PARTNER; Postfach 19 24 38, D-01282 Dresden (DE).			

(54) Title: METHOD FOR RECEIVING SPREAD-SPECTRUM SIGNALS

(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUM EMPFANG VON SPREIZSPEKTRUMSIGNALEN



(57) Abstract

The invention relates to a method for receiving spread-spectrum signals for fine time synchronization of correlators in a RAKE receiver. The objective of the invention is to produce a signal that is to be transmitted with the highest possible signal to noise ratio on the basis of the received signal. To achieve this, a higher level unit intervenes in the normal adjustment of a first basic time lag in a first RAKE finger and the normal adjustment of a second basic time lag in a second RAKE finger when the difference between the basic time lags of both RAKE fingers corresponds to a minimum level, and subsequently carries out a joint adjustment for both RAKE fingers, taking time error estimates for both RAKE fingers into account.

(57) Zusammenfassung

Der Erfindung, die ein Verfahren zum Empfang von Spreizspektrumsignalen zur zeitlichen Feinsynchronisation der Korrelatoren in einem RAKE-Empfänger betrifft, liegt die Aufgabe zugrunde, aus dem Empfangssignal das zu übertragende Signal mit einem größtmöglichen Signal-Rausch-Abstand zu erzeugen. Dies wird dadurch gelöst, daß zu der üblichen Regelung einer ersten Grund-Verzögerungszeit in einem ersten RAKE-Finger und der üblichen Regelung einer zweiten Grund-Verzögerungszeit in einem zweiten RAKE-Finger eine übergeordnete Einheit eingreift, wenn der Differenzbetrag der Grund-Verzögerungszeiten beider RAKE-Finger einen Mindestabstand erreicht, und danach unter Berücksichtigung der Zeitfehlerschätzwerte beider RAKE-Finger die Regelung für beide RAKE-Finger gemeinsam durchführt.

LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidschan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Dic ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	ML	Mali	TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	MN	Mongolei	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MR	Mauretanien	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MX	Mexiko	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	NE	Niger	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NL	Niederlande	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NO	Norwegen	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NZ	Neuseeland	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	PL	Polen		
CM	Kamerun	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CN	China	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CU	Kuba	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
CZ	Tschechische Republik	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DE	Deutschland	LK	Sri Lanka	SE	Schweden		
DK	Dänemark	LR	Liberia	SG	Singapur		

5

Verfahren zum Empfang von Spreizspektrumsignalen

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Empfang von Spreizspektrumsignalen, bei dem aus einem mit einem Spreizcode kodiertem Sendesignal ein Empfangssignal empfangen und gefiltert wird. Danach wird in einem ersten Verfahrensteil in einem ersten RAKE-Finger das gefilterte Empfangssignal in einer On-Time-Korrelation mit einem konjugiert komplexen Spreizcode, der um eine Grund-Zeitverzögerung zum Spreizcode des Sendesignales verzögert ist, multipliziert und das Ergebnis in einem ersten Summierer summiert. Das Ergebnis der ersten Summation wird als Informationssignal ausgegeben und der Summierer zurückgesetzt. Das gefilterte Empfangssignal wird auf zwei alternative Wegen weiterbearbeitet. Auf dem ersten Weg wird das gefilterte Empfangssignal in einer Late-Korrelation mit dem konjugiert komplexen Spreizcode des Sendesignales Multipliziert, der um eine erste Grund-Zeitverzögerung und einer die erste Grund-Zeitverzögerung erhöhenden positiven Zusatz-Zeitverzögerung, zum Spreizcode ($c(t)$) des Sendesignales verzögert ist, und in einem zweiten Summierer summiert. Das gefilterte Empfangssignal wird in einer Early-Korrelation mit dem konjugiert komplexen Spreizcode multipliziert, der um die erste Grund-Zeitverzögerung und einer die erste Grund-Zeitverzögerung verringern negativen Zusatz-Zeitverzögerung, zum Spreizcode ($c(t)$) des Sendesignales verzögert ist, und anschließend in einem dritten Summierer summiert. Anschließend wird ein Differenzergebnis als Differenz aus dem Ergebnis der Early- und der Late-Korrelation ermittelt und der zweite und dritte Summierer zurückgesetzt.

Auf dem zweiten Weg wird das gefilterte Empfangssignal mit der Differenz aus dem konjugiert komplexen Spreizcode, der um die erste Grund-Zeitverzögerung und der die erste Grund-Zeitverzögerung erhöhenden positiven Zusatz-Zeitverzögerung, zum

Spreizcode des Sendesignales verzögert ist, und dem konjugiert komplexen Spreizcode, der um die erste Grund-Zeitverzögerung und der die erste Grund-Zeitverzögerung verringern den negativen Zusatz-Zeitverzögerung, zum Spreizcode des Sendesignales verzögert ist, multipliziert und in einem vierten Summierer summiert. Dadurch ist das Differenzergebnis gebildet. Nach dessen Weiterverarbeitung wird der vierte Summierer zurückgesetzt. Anschließend wird der Realteil des Produkts aus dem auf dem einen oder dem anderen Weg ermittelten Differenzergebnis und dem Informationssignal ermittelt als ein Fehlersignal und damit die Größe der Grundverzögerung gesteuert.

Parallel zum ersten Verfahrensteil werden in einem zweiten Verfahrensteil in einem zweiten RAKE-Finger die gleichen Verfahrensschritte mit einer zweiten Grund-Zeitverzögerung, die gegenüber der ersten Grund-Zeitverzögerung eine Differenz aufweist, durchgeführt und die Informationssignale der parallel durchgeführten Verfahrensteile zusammengefaßt.

Die Erfindung betrifft auch ein Verfahren mit dem gleichen Ablauf, bei dem jedoch das Empfangssignal nicht gefiltert wird sondern anstelle dessen mit einem gefilterten konjugiert komplexen Spreizcode multipliziert und die Produktsignale nicht summiert sondern integriert werden, wodurch die Korrelation erreicht ist.

Bei dem erfindungsgemäßen Verfahren werden RAKE-Empfänger eingesetzt, wie sie bei Price R., Green P. E. Jr., "A Communication Technique for Multipath Channels", Proc. IRE, vol 46, März 1958, Seiten 555-570, beschrieben sind. Der RAKE Empfänger ist eine Empfängeranordnung, die hervorragend für den Empfang von Spreizspektrumsignalen geeignet ist und dort Anwendung findet. Der konventionelle RAKE-Empfänger besteht aus einer Anzahl von Korrelatoren, die mit unterschiedlichem Zeitversatz das Spreizspektrumsignal entspreizen und das Schmalbandsignal zurückgewinnen.

Spreizspektrumtechniken der eingangs genannten Art, wie sie

bei Pickholtz R. L., Schilling D. L., Milstein L. B., "Theory of Spread Spectrum Communications - A Tutorial", IEEE Transactions on Communications, vol. COM-30. Mai 1982, Seiten 855-884 und bei Alois M. J. Goiser, Handbuch der Spread-Spectrum-Technik, Springer. 1998 beschrieben sind, wurden in der Vergangenheit ausschließlich für militärische Anwendungen zur Verschlüsselung und Tarnung von Signalen und zur Erhöhung der Störfestigkeit verwendet. Dabei wird ein schmalbandiges zu übertragenes Signal durch Multiplikation mit einer breitbandigen pseudo-zufälligen Spreizfolge multipliziert. Die Elemente der Zufallsfolge werden als Chips bezeichnet. Das resultierende Signal ist ebenfalls breitbandig. Anders ausgedrückt, wird das zu sendende Signal, d.h. das Sendesignal mit einem Spreizcode kodiert.

15

Beim Empfänger wird dieses Sendesignal empfangen und sodann als Empfangssignal weiterverarbeitet. Nach zu einem durch das Sendesignal definierten Zeitpunkt wird im Empfänger die gleiche breitbandige pseudo-zufälligen Spreizfolge, wie sie zur Kodierung des Sendesignals verwendet wird, d.h. der Spreizcode des Sendesignales, erzeugt. Dies ist aufgrund des Charakters der Pseudozufälligkeit möglich, wodurch mit gleichen technischen Mitteln und Voraussetzungen die gleiche Pseudozufallsfolge erzeugt werden kann. Dem Sender und dem Empfänger müssen nur gegenseitig die Mittel und Voraussetzungen der Erzeugung der Pseudozufallsfolge bekannt sein.

20

25 Durch Multiplikation mit der konjugiert-komplexen Spreizfolge, wird dann das ursprüngliche schmalbandige Signal im Empfänger zurückgewonnen.

30

35 Im zellularem Mobilfunk, wo eine begrenzte Bandbreite verschiedenen Teilnehmern zur Verfügung gestellt werden muß, ist dieses Verfahren ebenfalls attraktiv. Hier werden einfach verschiedenen Teilnehmern verschiedene pseudo-zufällige Spreizfolgen zugeordnet. Für den Empfänger, der den Spreizcode des gewünschten zu detektierenden Teilnehmer verwendet, verhalten sich die Signale der anderen Teilnehmer wie Rauschen.

Die zu übertragene Information läßt sich am Empfänger wiederholen, so lange die Gesamtleistung der störenden Signale verträglich ist.

5 Seit wenigen Jahren wird Spreizspektrum im amerikanischem Mobilfunkstandard "IS-95" mit Erfolg eingesetzt. Direct-Sequence Spreizspektrum ist als grundlegendes Verfahren für den Mobilfunkstandard der dritten Generation "IMT-2000" vorgeschlagen worden und es ist wahrscheinlich, daß der Mobilfunk-
10 standard der dritten Generation auf diesem Verfahren beruhen wird, da es eine einfache und flexible Vergabe des Spektrums an verschiedene Teilnehmer mit unterschiedlichen Bandbreiteanforderungen erlaubt.

15 Im Mobilfunk gelangt das gesendete Signal einer Basisstation meist nicht direkt, sondern nur über Umwege durch Mehrfachreflexionen zum Empfänger. Das empfangene Signal zeichnet sich durch eine Überlagerung dieser Mehrfachreflexionen aus, die sich nur durch Betrag, Phase und die dem Ausbreitungsweg entsprechende Laufzeitverzögerung unterscheiden. Jede über Reflexionen zum Empfänger gelangte Signalkomponente setzt sich wiederum aus einer Reihe von einzelnen Signalen mit geringen Laufzeitunterschieden zusammen, so daß die über einen bestimmten Weg zum Empfänger gelangte Signalkomponente dem schnellen
20 Schwund ausgesetzt ist.

25 Aufgrund der günstigen Korrelationseigenschaften der Spreizspektrumsignale lassen sich mit einem RAKE-Empfänger durch Korrelation mit entsprechend verzögerten pseudo-zufälligen Spreizfolgen gezielt einzelne Pfade (Signalkomponenten) eines Mehrwegesignals detektieren. Eine gemeinsame Verwendung der Korrelationsergebnisse gestattet eine zuverlässigere Rekonstruktion der Information des Sendesignals, als wenn nur ein einzelnes Korrelationsergebnis verwendet wird.

35

Herkömmliche Verfahren verwenden für jeden Korrelator eines RAKE-Empfängers einen Zeitfehlerschätzer, der durch Korrelation mit einem zusätzlichen positiven Zeitversatz und durch

eine weitere Korrelation mit einem negativen zusätzlichen Zeitversatz, den Zeitversatz zum optimalen Zeitversatz für den lokalen Zufallscodegenerator schätzt, für den der eigentliche Korrelator die maximale Signalleistung aus der Mehrwegesignal-

5 komponente gewinnt. Korrelator und Zeitfehlerschätzer sind oftmals in einer übergeordneten Einheit, die auch noch weitere Schätzer enthalten kann, zusammengefaßt und die als RAKE-Finger bezeichnet wird. Das beschriebene Verfahren zur Zeitfehlerschätzung wird deshalb als Early-Late-Verfahren bezeichnet.

10 Der geschätzte Zeitversatz wird vom RAKE Finger selbst oder von einer weiteren übergeordneten Einheit zur zeitlichen Nachführung, zur sogenannten zeitlichen Feinsynchronisation, benutzt.

15 Übliche zweckmäßige Implementierungen des Early-Late-Zeitfehlerschätzers kommen mit nur einem zusätzlichen Korrelator zur Zeitfehlerschätzung aus. Das Empfangssignal wird zunächst durch ein Empfangsfilter bandbegrenzt. Das Empfangsfilter stellt ein Wurzel-Nyquist-Filter dar, daß auf den Sendeimpuls 20 des breitbandigen Spreizsignals angepaßt ist.

Nach Abtastung mit der Chip-Rate wird zur Korrelation und Entspiegelung nur noch eine Summation über die Produkte der abgetasteten Werte mit den entsprechenden Elementen der konjugiert komplexen Spreizfolge benötigt.

25 Das Ergebnis des Summierers wird alle N Werte ausgelesen und der Summierer zurückgesetzt, wobei N die Zahl der Werte darstellt, die auf ein Datensymbol entfallen. Der so gewonnene Wert für jede Summe von N Werten ist der Schätzwert des Informationssignals für den RAKE-Finger.

30 Für das Early-Late-Verfahren wird parallel zu dieser Korrelation mit einem Versatz eine Korrelation mit der Differenz bestehend aus dem um eine halbe Chip-Dauer verzögerten und um eine halbe Chip-Dauer vorauselgenden konjugiert komplexen Spreizcode durchgeführt. Der Realteil des Produkts aus diesem Korrelationsergebnis mit dem konjugiert komplexen Korrela-

tionsergebnis für den Schätzwert des RAKE-Fingers liefert das Fehlersignal, daß zur zeitlichen Feinsynchronisation des RAKE-Fingers benutzt werden kann.

- 5 Die Feinsynchronisation wird in der Regel dadurch erreicht, daß das Fehlersignal durch ein schmalbandiges Filter geführt wird und das gefilterte Signal den lokalen Spreizcodegenerator steuert.
- 10 Nachteilig bei bekannten Verfahren zur zeitlichen Feinsynchronisation ist, daß die zur Zeitfehlerschätzung verwendeten Early-Late-Verfahren zwar für Kanäle mit nur einem Pfad optimal sind, jedoch bei Mehrwegesignalen, die sich nur durch geringen zeitlichen Versatz (gering in Bezug auf die Taktrate der Zufallsfolge) unterscheiden, d.h. wenn sich die Differenzen der Umweglaufzeiten aufgrund der Bandbegrenztheit der Signale nicht mehr auflösen lassen, sehr störanfällig sind. Zum einen ist die Trägheit der sich in der Feinsynchronisation befindlichen Regelschleifen auf die Veränderlichkeit der relativen Zeitversätze der Mehrwegesignale ausgelegt, nicht aber auf die Veränderlichkeit des durch Bewegung hervorgerufenen schnellen Schwundes, so daß bei schnellerer Bewegung ein Nachführen des optimalen Zeitversatzes nicht möglich ist. Zum anderen besteht die Möglichkeit, daß zeitlich benachbarte
- 15 RAKE-Finger aufgrund des Mehrwegeprofils bei unabhängiger Regelung denselben zeitlichen Versatz finden. Dies ist in sofern nicht wünschenswert, als daß in diesem Fall keine zusätzliche Information aus dem Empfangssignal gewonnen wird. Von einer Korreliertheit der Ausgangsdaten der RAKE Finger
- 20 kann bei einem relativen Zeitversatz von weniger als einer Taktdauer der Zufallsfolge ausgegangen werden. Bei bekannten Verfahren wird daher einer von zwei zeitlich benachbarten RAKE Fingern abgeschaltet, wenn eine zuvor festgelegte minimale zeitliche Differenz zwischen den RAKE-Fingern aufgrund der individuellen Feinsynchronisation unterschritten wurde. In bestimmten Fällen hätte sich aus einem weiteren RAKE Finger mit dem erlaubten minimalen zeitlichen Versatz durchaus noch Information gewinnen lassen können.
- 25
- 30
- 35

Es ist somit Aufgabe der Erfindung, ein Verfahren zum Empfang von Spreizspektrumsignalen anzugeben, mit dem aus dem Empfangssignal das zu übertragende Signal mit einem größtmöglichen Signal-Rausch-Abstand erzeugt werden kann.

5

Gemäß der Erfindung wird diese Aufgabe dadurch gelöst, am Verfahrensanfang der Betrag der Differenz aus der ersten und der zweiten Grund-Zeitverzögerung größer ist als eine Mindestdifferenz und daß bei Erreichen der Mindestdifferenz während des Verfahrensablaufs durch die Differenz aus der ersten und der zweiten Grund-Zeitverzögerung das Fehlersignal des ersten Verfahrensteiles und des zweiten Verfahrensteiles addiert wird. Diese Summe wird als neues Fehlersignal zur Steuerung der Grundverzögerung in beiden Verfahrensteilen genutzt.

15

Der Vorteil der erfindungsgemäßen Anordnung besteht darin, daß bei Kanälen, bei denen die Laufzeitdifferenzen der Mehrwegepfade in etwa der Chip-Dauer entsprechen oder darunter liegen, d.h., nicht mehr vom Empfänger aufgelöst werden können, immer noch mehrere RAKE-Finger genutzt werden können, um mehr Information aus dem Empfangssignal über das Sendesignal zu gewinnen, als daß es mit herkömmlichen Verfahren möglich ist. D.h., die in den Mehrwegesignalkomponenten enthaltene Information läßt sich auch dann noch effektiv ausnutzen, wenn ein genaues Bestimmen der Pfade aufgrund der Laufzeitunterschiede nicht mehr möglich ist. Der mittlere Synchronisationsfehler fällt für die erfindungsgemäße Anordnung geringer aus.

25

30

Die Varianz des Zeitversatzes für eine Gruppe von RAKE-Fingern bei nicht auflösbaren Mehrwegesignalen ist durch das erfindungsgemäße Feinsynchronisationsverfahren geringer, als es bei einem einzelnen RAKE-Finger in diesem Fall ist.

35

Das Verfahren findet den zeitlichen Versatz für die Gruppe von RAKE-Fingern, für die Maximal-Ratio-Combining (MRC) als Verfahren zur Zusammenführung der Korrelationsergebnisse der RAKE Finger, den maximalen Signal-Störabstand liefert. MRC ist das Verfahren, daß den maximalen Signal-Störabstand beim Zusammen-

führen von Eingangssignalen mit unkorreliertem Rauschen liefert.

Das Verfahren ist nicht-kohärent, d.h., eine Information der 5 Trägerphase wird zur Feinsynchronisation nicht benötigt. Damit ist das Verfahren nicht auf weitere Kanalschätzverfahren angewiesen, deren Funktion in Mehrwegeschwundkanälen nicht immer gewährleistet sein muß. Das Verfahren ist für kohärente und nicht-kohärente Übertragungsverfahren gleichermaßen geeignet.

10

Das Verfahren basiert auf einem nicht-kohärenten Verfahren zum Finden des optimalen Zeitversatzes eines Korrelators bei Nichtvorhandensein von Mehrwegeausbreitung, das mit nur einem zusätzlichen Korrelator auskommt (Bild 1). Darüber hinaus wird 15 mit dem Differenzcode korreliert, der bei Direct-Sequence Spreizspektrum im Mittel aus 50 Prozent Nullen besteht, was eine Implementierung ermöglicht, bei der die Leistungsaufnahme bis zu 50 Prozent reduziert ist.

20

In einer günstigen Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Verfahrens ist vorgesehen, daß die Mindestdifferenz einer Chipdauer entspricht.

25

Damit ist das Rauschen der Informationssignale in beiden verfahrensteilen unkorreliert.

30

In einer weiteren Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Verfahrens ist vorgesehen, daß bei einer Reduzierung einer ursprünglich großen Differenz zwischen der ersten und der zweiten Grund-Zeitverzögerung während des Verfahrensablaufes auf die Mindestdifferenz, der erste und der zweite RAKE Finger gruppiert werden. Die Verfahrensschritte werden fortan gemeinsam für die Gruppe durchgeführt.

35

Dabei ist es möglich, das erfindungsgemäße Verfahren dadurch fortzubilden, daß ein RAKE-Finger aus der Gruppe entfernt wird wenn sich bei der Abarbeitung der Verfahrensschritte die Differenz zwischen der ersten und der zweiten Grund-Zeitverzöge-

rung auf einen Wert größer als die Mindestdifferenz einstellt.

5 Weiterhin ist es möglich, daß eine Gruppe von Beginn der Verfahrensabarbeitung an unabhängig von der Differenz zwischen erster und zweiter Grund-Zeitverzögerung initiiert wird.

Damit können Informationen von benachbarten Mehrwegepfaden von vornherein ausgenutzt werden.

10 Dabei ist zu erwarten, daß durch die Gruppierung die Varianz des Regelsignals merklich reduziert ist, was aufgrund der verbesserten Ausnutzung des Mehrwegekanals durch die Anordnung erklärt werden kann. Hierzu ist in einer weiteren Ausgestaltung des Verfahrens vorgesehen, daß zu einem ersten RAKE-Finger ein zweiter RAKE-Finger, dessen Grundverzögerung sich um den Mindestabstand zum ersten RAKE-Finger unterscheidet, hinzugefügt wird, wodurch der erste und der zweite RAKE-Finger eine Gruppe bilden oder ein dritter RAKE-Finger mit Mindestabstand zu einer Gruppe von RAKE-Fingern hinzugefügt wird, wodurch sich die Zahl der RAKE-Finger in einer Gruppe erhöht.

15 Es ist wahrscheinlich, daß benachbarte Mehrwegepfade nicht immer von der Akquisitionseinheit erkannt werden und zunächst nur ein einzelner RAKE-Finger zur Detektion für diese Pfade verwendet wird. Aufgrund der durch den schnellen Schwund hervorgerufenen Veränderlichkeit des Kanals ist in diesem Fall mit einer erhöhten Varianz des Zeitfehlersignals bzw. des Zeitversatzes des RAKE-Fingers zu rechnen. Durch eine Beobachtung (Messung) dieser Varianz wird es möglich, eng benachbarte 20 Mehrwegeausbreitung zu erkennen. Damit kann ein weiterer RAKE-Finger, dessen Grundverzögerung sich um den Mindestabstand zum ersten unterscheidet, dem ersten zugewiesen werden, wodurch beide RAKE-Finger eine Gruppe bilden und das gewünschte Ergebnis erzielt ist.

35 Die Erfindung soll nachfolgend anhand zweier Ausführungsbeispiele näher erläutert werden. In den zugehörigen Zeichnungen zeigt

Fig. 1a ein Beispiel einer Impulsantwort mit auflösbarem Mehrwegprofil nach dem Stand der Technik,

5 Fig. 1b ein Beispiel für eine Impulsantwort mit nichtauflösbarem Mehrwegprofil nach dem Stand der Technik,

Fig. 1c ein gleiches Beispiel für eine Impulsantwort wie in Fig. 1b mit anderen Phasen

10 Fig. 2 eine tabellarische Übersicht über die im Beispiel zum Stand der Technik benutzte relative Pfadverzögerungen und Kanalkoeffizienten,

15 Fig. 3 die Darstellung eines Early-Late-Feinsynchronisationsverfahren nach dem Stand der Technik

Fig. 4 eine Darstellung einer Ableitung und Näherung eines Cosinusimpulses mit 22 % Roll-Off nach dem Stand der Technik,

20 Fig. 5 eine Darstellung der Amplitude einer Impulsantwort eines Kosinusimpulses mit 22% Roll-Off nach dem Stand der Technik,

25 Fig. 6 ein Blockdiagramm einer Basisimplementierung eines RAKE-Empfängers,

Fig. 7 ein prinzipielles Blockdiagramm der Basisbandimplementierung des RAKE-Empfängers,

30 Fig. 8 eine Darstellung eines Early-Late-Feinsynchronisationsverfahren mit einer Korrelation mit dem zeitkontinuierlichen Spreizcode,

35 Fig. 9 eine Darstellung eines auf einer Pilotsequenz basierenden, kohärenten RAKE Empfängers mit zweifacher Antennen-Diversity für Quadratur-Phase-Shift-Keying (QPSK) und

Fig. 10 ein Schleifenfilter.

5 Vor der Beschreibung der Ausführungsbeispiele soll das Verfahren nach dem Stand der Technik beispielhaft anhand eines Systemmodells näher erläutert werden:

$$s(t) = \operatorname{Re}\{v(t)e^{j\omega_c t + \phi_c}\} \quad (1)$$

Das Sendesignal $s(t)$ sei

wobei ω_c die Trägerfrequenz, ϕ_c ein Phasenversatz definieren und $v(t)$ das komplexe zu sendende Basisbandsignal ist.

$$v(t) = \sqrt{2P} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n g_c(t - nT_c) \quad (2)$$

10

c_n sind die Chips mit $|c|=1$. $g_c(t)$ ist die Impulsantwort eines WurzelNyquistimpulsformungsfilters (z.B. eines Wurzelkosinus-filters) mit Autokorrelationsfunktion

$$R_c(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} g_c(t) g_c(t + \tau) dt \quad (3)$$

Das Rauschen $\tilde{n}(t)$, welches am Empfänger anliegt, wird durch

$$\tilde{n}(t) = [\tilde{n}_I(t) \cos(\omega_c t) - \tilde{n}_Q(t) \sin(\omega_c t)] \quad (4)$$

15 beschrieben wobei $\tilde{n}_I(t)$ und $\tilde{n}_Q(t)$ zwei unabhängige mittelwert-freie Gaußprozesse mit einseitiger spektraler Leistungsdichte N_0 W/Hz sind. Es wird davon ausgegangen, daß das am Empfänger anliegende Signal durch das Empfangsfilter geführt wird und in das Basisband gemischt wird. Das Empfangsfilter ist ein der 20 Impulsform eines Chips angepaßtes Filter mit $g_c(-t)$ als Impulsantwort. Darüber hinaus sei $\xi(\tau)$ die Kanalimpulsantwort eines im weiten Sinn stationären Kanals mit unkorrelierten Überlagerungen (WSSUS),

$$\xi(\tau) = \sum_{i=1}^p \xi_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (5)$$

h(τ) definiere die gesamte Impulsantwort unter Einbeziehung von Sende- und Empfangsfilter, d.h.,

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^p \xi_i R_c(\tau - \tau_i) \quad (6)$$

5 Das empfangene durch das Chip-Matched-Filter geführte Signal ist

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^p c_n R_c(t - nT_c - \tau_i) e^{j\phi_c} + n(t) \quad (7)$$

wobei

$$n(t) = n_I(t) + jn_Q(t) \quad (8)$$

10 n_I(t) und n_Q(t) zwei unabhängige mittelwertfreie Gaußprozesse mit beidseitiger spektraler Leistungsdichte N₀/2 G(f) und Autokorrelationsfunktion N₀/T_c R_c(τ) sind.

15 Ein Beispiel für eine Impulsantwort, die aus drei Pfaden besteht, ist in Fig. 1a dargestellt. Die entsprechende Kanalimpulsantwort h(τ) ist ebenfalls dargestellt wobei ein Wurzelkosinusfilter mit 22 Prozent Roll-Off-Faktor als Sende- und Empfangsfilter benutzt wurde.

20 Die Verzögerungen und komplexen Kanalkoeffizienten ξ_i sind in Fig 2 aufgeführt. Es ist offensichtlich, daß ein Early-Late-Verfahren zur Feinsynchronisation mit einem Versatz von $\Delta \leq T_c$ angewendet werden kann, um die Verzögerungen τ_i nachzuführen. Die meisten Early-Late-Synchronisationsverfahren benutzen $\Delta = T_c/2$, aber auch andere Werte sind möglich.

25 Ein Early-Late-Fehlerschätzer, der nur einen zusätzlichen Korrelator benötigt, ist in Fig. 3 dargestellt und wird oft als Dot-Product-Discriminator bezeichnet. Das Empfangssignal wird hierbei mit der Differenz aus dem um $T_c/2$ verzögerten und $T_c/2$ vorauselgenden Code korreliert. Die Abhängigkeit des Ergebnisses von der Kanalphase wird durch nachfolgende Multi-

plikation mit dem konjugiert komplexen Korrelationswert des unverzögerten Codes eliminiert. In der in Fig. 3 gezeigten Implementierung wird das Signal zunächst durch ein als loop filter bezeichnetes Chip-Matched-Filter geführt und dann im 5 Chiptakt abgetastet. Der Realteil des Produkts aus Differenzcode und unverzögter Codekorrelation ist das Fehlersignal ϵ , welches anschließend durch das sogenannte Schleifenfilter geführt wird und die Phase des Codegenerators steuert. In einem flachen Kanal kann die Struktur dieses Early-Late-Feh-10 lerschätzers aus der Problemstellung zur Empfangsleistungsmaximierung am Ausgang des unverzögerten Codekorrelators motiviert werden. Die Ausgangssignalleistung P_s des unverzögerten Codekorrelators ist

$$P_s(\epsilon) = 2P|\xi|^2N_{PG}^2|R_c(-\epsilon)|^2 \quad (9)$$

wobei N_{PG} den Spreizfaktor definiert. Die notwendige und hinreichende Bedingung für ein maximales P_s für $-T_c < \epsilon < T_c$ lautet 15

$$\frac{d}{d\epsilon}P_s(\epsilon) = 0 \quad (10)$$

Die Ableitung von P_s nach ϵ lautet

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\epsilon}P_s(\epsilon) &= -4PN_{PG}^2|\xi|^2R_c^*(-\epsilon)\frac{d}{d\epsilon}R_c(-\epsilon) \\ &= -4PN_{PG}^2|\xi|^2R_c^*(-\epsilon)\lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{R_c(-\epsilon + \delta) - R_c(-\epsilon - \delta)}{2\delta} \end{aligned} \quad (11)$$

Der linke Teil von Gleichung (11) ist das konjugiert komplexe 20 Korrelationssignal des unverzögerten Codes. Der Grenzwert lässt sich durch den Differenzenquotienten

$$\lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{R_c(-\epsilon + \Delta) - R_c(-\epsilon - \delta)}{2\delta} \approx \frac{R_c(-\epsilon + \Delta) - R_c(-\epsilon - \Delta)}{2\Delta} \quad (12)$$

25 annähern, welcher sich durch Korrelation mit dem Differenzcode erhalten lässt. Die Ableitung und die Approximation mit Hilfe des Differenzenquotienten ist in Fig. 4 für einen Kosinus-impuls mit 22 Prozent Roll-Off und $\Delta = T_c/2$ beispielhaft dar-

gestellt.

Das Rauschen der Korrelatorausgänge kann für die Laufzeitverzögerungen der Pfade nach Fig. 1a als unkorreliert angenommen werden, so daß eine Mehrwegezusammenführung nach dem Prinzip des Maximal-Ratio-Combining möglich ist.

Der Betrag der Autokorrelationsfunktion $R_c(\tau)$ ist in Fig. 5 dargestellt. Für $|\tau| > 0.85T_c$ ist der Betrag von $R_c(\tau)$ kleiner als -14 dB, d.h., für die entsprechende Sende- und Empfangsfilterpaar kann das Rauschen nach dieser Verzögerung als praktisch unkorreliert angenommen werden, wenn für alle $|\tau_i - \tau_j| >= 0.85T_c$ mit $i > j$ und $1 \leq i, j \leq p$ gilt. Für $|\tau_i - \tau_j| = nT_c$, n integer, ist das Rauschen unkorreliert, da $R_c(nT_c) = 0$ ist.

Eine Kanalimpulsantwort, bei der sich die Mehrwegepfade nicht auflösen lassen, ist in Fig. 1b dargestellt, wobei die Koeffizienten aus Fig. 1a beibehalten wurden. Die relativen Zeitverzögerungen wurden hingegen um den Faktor drei gestaucht. Wenn zunächst mehrere RAKE-Finger diesem Kanalprofil zugewiesen werden und die zeitliche Feinsynchronisation unabhängig für jeden RAKE-Finger durchgeführt wird, dann findet jeder RAKE-Finger unabhängig von einander das Korrelationsmaximum bei $0.35 T_c$. Offensichtlich lassen sich für diese kurzen relativen Verzögerungen die Ausgänge der RAKE-Finger nicht mehr als unabhängig ansehen. Eine Dekorrelation der RAKE-Finger durch Multiplikation mit der Inversen der Korrelationsmatrix ist zwar möglich, bedeutet aber einen nicht zu vernachlässigen Rechenaufwand.

Darüber hinaus ist die Korrelationsmatrix um so schlechter konditioniert, je geringer der relative Zeitversatz der RAKE-Finger ist. Eine schlecht konditionierte Matrix kann zu Stabilitätsproblemen und einer verringerten Leistungsfähigkeit des Empfängers führen. Bei herkömmlichen Empfängern vereinigt ein Regelkreis deshalb RAKE-Finger, wenn die zeitlich Differenz zwischen den Fingern kleiner als ein zuvor vorgegebener Minimalabstand wird. Dies geschieht i.d.R. derart, daß der RAKE-Finger, der die meiste Signalleistung empfängt, belassen wird,

und der RAKE-Finger, der weniger Signalleistung empfängt, aus dem Detektionsprozess herausgenommen wird. Dieser kann dann anderen Mehrwegepfaden neu zugeordnet werden.

5 Wird jedoch nur ein RAKE-Finger benutzt, um das Signal aus der Impulsantwort nach Fig. 1b zu detektieren, geht dem Empfänger unweigerlich Signalleistung verloren. Darüber hinaus wird die Synchronisation durch die Mehrwegeausbreitung gestört. Üblicherweise ist die zeitliche Veränderlichkeit der Amplitudenwerte und Phasen der Kanalkoeffizienten ξ_i erheblich größer, 10 als es bei den relativen Zeitverzögerungen τ_i der Mehrwegepfade der Fall ist.

15 Wenn sich die einzelnen Mehrwegepfade nicht mehr zeitlich auflösen lassen, so tragen sie konstruktiv oder destruktiv zur gesamten Kanalimpulsantwort bei, was wiederum eine schnelle zeitliche Veränderlichkeit der Position der Maxima der Kanalimpulsantwort zur Folge hat.

20 Um dieses Verhalten zu veranschaulichen, wurde die Phase des Kanalkoeffizienten ξ_2 um 180 Grad gedreht und die resultierende Kanalimpulsantwort in Fig. 1c dargestellt. Synchronisationsparameter wie die Bandbreite der Regelschleife usw. sind jedoch auf die zeitliche Veränderlichkeit der relativen Verzögerung eines bestimmten Pfads abgestimmt, nicht aber auf den 25 schellen Schwund. Damit wird deutlich, daß in dem Fall, in dem die Dopplerbandbreite die Bandbreite der Regelschleife übersteigt, eine weitere Verminderung der Leistungsfähigkeit des Empfängers bedingt durch das Unvermögen des Synchronisationsverfahrens, mit der schnellen Veränderlichkeit des Kanals 30 schrittzuhalten, gerechnet werden kann.

35 Das erfindungsgemäße Verfahren zur Feinsynchronisation, wie es in den beiden nachfolgenden Ausführungsbeispielen erläutert wird, das für nichtauflösbare Mehrwegeausbreitungskanäle geeignet ist und diese immer noch ausnutzen kann, besteht aus einer Zahl von RAKE-Finger, welche einen Korrelator für den zeitrichtigen Schätzwert r_i und einen Zeitfehlerschätzer nach

Fig. 3 enthalten. Solange der Abstand von Mehrwegepfaden groß in bezug auf die Chipdauer ist, wird die zeitliche Feinsynchronisation für jeden RAKE-Finger unabhängig durchgeführt. Wenn sich jedoch der Abstand der Mehrwegepfade in der Größe der Chipdauer bewegt oder kleiner als diese ist, wird eine Gruppe von RAKE-Fingern mit gleichem zeitlichen Versatz diesen zugeordnet, wobei der Abstand der RAKE-Finger der minimal zugelassene Abstand im RAKE-Empfänger ist.

Die Feinsynchronisation wird dann gemeinsam für diese Gruppe durchgeführt, um die optimale zeitliche Einstellung der Pseudorauschfolge unter Beibehaltung des zeitlichen Versatzes der RAKE-Finger zu finden. Zunächst wird davon ausgegangen, daß der minimal zugelassene Abstand die Chipdauer T_c ist, für die Werte r_i unkorreliert sind und damit Maximal-Ratio-Combining zur Mehrwegezusammenführung möglich ist. In jedem Fall stellt eine Kontrolleinheit während der Feinsynchronisation sicher, daß der Abstand zwischen RAKE-Finger niemals den minimal erlaubten Abstand unterschreitet. Ist ein ursprünglich großer Abstand zwischen zwei RAKE Fingern während der Feinsynchronisation auf den minimalen Abstand reduziert worden, dann werden die RAKE Finger gruppiert und die Feinsynchronisation fortan gemeinsam für die Gruppe durchgeführt. Im folgenden wird gezeigt, daß sich unter Verwendung des Early-Late-Schätzers aus Fig. 3 in jedem RAKE-Finger sich das Gesamtzeitfehlersignal für eine Gruppe von L RAKE-Fingern sich einfach aus der Summe der Einzelzeitfehlersignale aus allen sich in einer Gruppe befindlichen RAKE-Fingern ergibt.

Der i -te komplexe Kanalkoeffizient h_i vom i -ten RAKE-Finger ist der Abtastwert von $h(\tau)$ zum Zeitpunkt $iT_c - \epsilon$, wobei ϵ den zu optimierenden Versatz darstellt. Es ist

$$h_i(-\epsilon) = h(iT_c - \epsilon) \quad (13)$$

Da die Rauschleistung als konstant für jeden RAKE-Finger angenommen werden kann, besteht die Aufgabe der Feinsynchronisationseinheit darin, den Versatz zu finden, der die maximale Signalausgangsleistung liefert. Die Signalleistung $P_s(\epsilon)$ nach

der Mehrwegezusammenführung ist direkt proportional zu der Summe über die Betragsquadrate der Kanalkoeffizienten, d.h.,

$$P_s(\epsilon) = c \sum_{i=0}^{L-1} |h_i(-\epsilon)|^2 \quad (14)$$

wobei c eine Konstante ist. Die notwendige Bedingung dafür, daß $P_s(\epsilon_0)$ maximal ist, ist daß die Ableitung von P_s für den Versatz ϵ_0 gleich null ist. Die Ableitung von (14) bzgl. ϵ ist

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\epsilon} P_s(\epsilon) &= -c \sum_{i=1}^{L-1} h_i^*(-\epsilon) \frac{d}{d\epsilon} h_i(-\epsilon) \\ &= -\sum_{i=1}^{L-1} h_i^*(-\epsilon) \lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{h_i(-\epsilon + \delta) - h_i(-\epsilon - \delta)}{2\delta} \end{aligned} \quad (15)$$

wobei der Grenzwert durch den Differenzenquotienten

$$\lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{h_i(-\epsilon + \delta) - h_i(-\epsilon - \delta)}{2\delta} = \frac{h_i(-\epsilon + \Delta) - h_i(-\epsilon - \Delta)}{2\Delta} \quad (16)$$

10 genähert werden kann. Unabhängig davon stellt (15) die Summe über alle Fehlerschätzwerte der einzelnen RAKE-Finger dar. Es kann also gefolgert werden, daß die Summe der Fehlerschätzwerte jedes einzelnen RAKE-Fingers einer aus L RAKE-Fingern bestehenden Gruppe, daß gesuchte Fehlersignal zur Feinsynchronisation der Gruppe darstellt.

20 Fig. 6 zeigt den vorgestellten RAKE-Empfänger für eine aus L Fingern bestehenden Gruppe. Der Early-Late Versatz ist $2\Delta = T_c$. Das zusammengeführte Fehlersignal der Gruppe wird durch das gemeinsame Schleifenfilter geführt, dessen Ausgangssignal den Pseudorauschgenerator der Gruppe steuert.

25 In dem ersten Ausführungsbeispiel zeigt Fig. 7 das prinzipielle Blockdiagramm der Basisbandimplementierung des RAKE-Empfängers.

30 Es wird davon ausgegangen, daß das empfangene Signal bereits ausreichend verstärkt wurde und mit Hilfe eines IQ-Demodulators in das Basisband konvertiert wurde und als komplexwertiges Basisbandsignal vorliegt. Dieses Signal wird nun zunächst

durch das Chip-Matched-Filter geführt, welches K RAKE-Fingern zur Verfügung gestellt wird. Jeder RAKE-Finger enthält einen Korrelator, mit dem mit einem bestimmten Zeitversatz, (der Zeitverzögerung des RAKE-Fingers) eine Korrelation mit dem 5 Signal durchgeführt wird ("On-Time" Korrelation). Dies geschieht dadurch, daß das Signal mit der gewünschten Zeitverzögerung zunächst im Chiptakt abgetastet wird. Die Abtastwerte werden dann mit dem konjugiert komplexen Spreizcode (PN-Code) multipliziert und die Mittelwerte über die einem schmalbandigen Datensymbol entsprechenden Werte gebildet. Die Mittelwerte sind die Schätzwerte für das Datensymbol des jeweiligen RAKE-Fingers. Der Spreizcodegenerator jedes RAKE-Fingers hat eine unterschiedliche Zeitverzögerung zum Eingangssignal. Die von den RAKE-Fingern unabhängig gelieferten Schätzwerte eines 10 Datensymbols werden dann im "Combiner" zusammengeführt, wobei Maximal-Ratio-Combining (MRC) benutzt wird. Jeder RAKE-Finger liefert neben dem soeben beschriebenen Korrelationswert zur Gewinnung des Schätzwertes für das Datensymbol, einen Zeitfehlerschätzwert. Der Zeitfehlerschätzwert ist ein Schätzwert 15 für die Differenz zwischen dem aktuellen Zeitversatz des lokalen PN-Generators des RAKE-Fingers zum Eingangssignal und dem optimalen Zeitversatz. Zur Bildung dieses Schätzwerts für den Zeitfehler wird eine Korrelation mit dem der On-Time-Korrelation um eine bestimmte relative Zeitverzögerung Δ vorauselgenden Code (Early-Schätzung) und eine weitere Korrelation mit dem um Δ verzögerten Code (Late-Schätzung) durchgeführt. Dabei entsprechen 2Δ in der Regel der Chipdauer. Es 20 sind aber auch andere Werte möglich.
25
30 Danach wird die Differenz zwischen dem Late und Early-Schätzwert gebildet. Dieses Ergebnis kann auch durch eine einzelne Korrelation mit dem Differenzcode bestehend aus der Differenz zwischen dem um Δ verzögerten und Δ vorauselendem Code durchgeführt werden. Anschließend wird der Realteil des Produkts 35 zwischen diesem Ergebnis und dem konjugiert komplexen Schätzwert der On-Time-Korrelation gebildet. Der so gewonnene Wert ist der Zeitfehlerschätzwert für das entsprechende Datensymbol und wird als Zeitfehlersignal aus dem RAKE-Finger herausge-

führt. Für den Fall, daß sich die relative Zeitverzögerung eines betrachteten RAKE-Fingers um mehr als einen minimalen zeitlichen Abstand von den Zeitverzögerungen der anderen RAKE-Finger unterscheidet, wird dieses Signal zur Steuerung der Zeitverzögerung des PN-Codes des RAKE-Fingers verwendet, indem es lediglich zur Unterdrückung von Rauscheinflüssen nur noch durch ein schmalbandiges Filter geführt wird.

Das Filter kann sich auch in der zeitlichen Feinsynchronisationseinheit (timing control) befinden. Das Filter ist so auszulegen, daß die Stabilität der Regelschleife gewährleistet ist. Die so beschriebene Anordnung für einen RAKE-Finger ist bereits in Fig. 3 dargestellt.

Alternativ dazu ist es möglich, die Korrelation mit dem zeitkontinuierlichen Spreizcode vorzunehmen, wie dies in Fig. 8 dargestellt ist. Der zeitkontinuierliche Code wird durch eine Pulsformung der Chipfolge durch Filterung mit dem Pulsformungsfilter erzeugt. Analog zu Fig. 3 werden hier die Signale im zeitkontinuierlichen multipliziert und entsprechend der Symboldauer integriert. Der Integrationswert wird nach der Symboldauer ausgelesen.

Die Feinsynchronisationseinheit hat die Möglichkeit, auf den Zeitversatz jedes einzelnen RAKE-Fingers Einfluß zu nehmen. Darüber hinaus sind ihr die relativen Zeitverzögerungen aller RAKE-Finger bekannt.

Wenn sich der Abstand der Mehrwegepfade in der Größe der Chipdauer bewegt oder kleiner als dieser ist, wird eine Gruppe von RAKE-Fingern mit gleichem zeitlichen Versatz diesen zugeordnet, wobei der Abstand der RAKE-Finger der minimal zugelassene Abstand im RAKE-Empfänger ist. Die Feinsynchronisation wird dann gemeinsam für diese Gruppe durchgeführt, um die optimale zeitliche Einstellung der Pseudorauschfolge unter Beibehaltung des zeitlichen Versatzes der RAKE-Finger zu finden.

Zunächst wird davon ausgegangen, daß der minimal zugelassene

Abstand die Chipdauer T_c ist, für den die Werte r_i unkorreliert sind und damit Maximal-Ratio-Combining zur Mehrwegezusammenführung möglich ist. In jedem Fall stellt eine Kontrolleinheit im "Timing Controller" während der Feinsynchronisation sicher,
5 daß der Abstand zwischen RAKE-Fingern niemals den minimal erlaubten Abstand unterschreitet. Ist ein ursprünglich großer Abstand zwischen zwei RAKE Fingern während der Feinsynchronisation auf den minimalen Abstand reduziert worden, dann werden die RAKE Finger gruppiert und die Feinsynchronisation fortan
10 gemeinsam für die Gruppe durchgeführt. Das Gesamtzeitfehler-
signal für eine Gruppe von L RAKE-Fingern ergibt sich dabei aus der Summe der Einzelzeitfehlersignale aus allen sich in
einer Gruppe befindlichen RAKE-Fingern. Dieses Gesamtfehler-
signal wird dann durch ein gemeinsames Schmalbandfilter ge-
15 führt und zur Steuerung des relativen Zeitversatzes der Gruppe
durch Einflußnahme auf die Zeitversätze aller in der Gruppe
befindlichen PN-Generatoren verwendet.

Es ist auch möglich, die Spreizcodes für alle in einer Gruppe
20 beteiligten RAKE-Finger von einem gemeinsamen PN-Generator
abzuleiten. Die Anordnung für diesen Fall für eine Gruppe von
 L RAKE-Fingern ist bereits in Fig. 6 dargestellt.

In einem zweiten Anwendungsbeispiel wird ein in Fig. 9 dar-
25 gestellter, auf einer Pilotsequenz basierender, kohärenter
RAKE Empfänger mit zweifacher Antennen-Diversity für
Quadratur-Phase-Shift-Keying (QPSK) eingesetzt. Dieser RAKE-
Empfänger ist speziell auf ein kohärentes Spreizspektrumver-
fahren ausgelegt, in dem periodisch Pilotsymbole in den Daten-
30 strom eingefügt werden.

Von zwei IQ-Demodulatoren im Basisband vorliegende Signale
zweier Antennen, werden zunächst mit Hilfe eines An-
alog/Digital-Konverters (ADC) abgetastet und quantisiert. Dabei
35 übernimmt jeweils ein ADC die Inphasen- und ein ADC die Qua-
draturkomponente des Signals. Die Abtastrate beträgt das acht-
fache der Chiprate. Jeder RAKE Finger kann mit Hilfe eines
Eingangssignalschalters jeweils einer der beiden Antennen

zugeordnet werden. Das gewählte Eingangssignal wird danach in einen Zwischenspeicher eingelesen, wobei die Verzögerung in ganzzahligen Abtastwerten frei einstellbar ist.

5 Die Werte des On-Time-Signals werden danach noch mit einer zusätzlichen Verzögerung von vier Abtastwerten behaftet, wobei durch den Überabtastwert von acht diese Verzögerung genau einer halben Chipdauer entspricht. Das im Chiptakt abgetastete Signal wird nun mit dem konjugiert komplexen Spreizcode multipliziert und die zu einem Datensymbol gehörenden Chips summiert. Das Ergebnis der Summation wird für jedes Datensymbol ausgelesen und der Addierer zurückgesetzt.

15 Ein Demultiplexer trennt die Pilotsymbole von den Informationssymbolen. Die empfangenen Pilotsymbole werden mit dem konjugiert komplexen lokal erzeugten Pilotsymbolen multipliziert und die Summe über die Produkte für jeden Block aus Pilotsymbolen gebildet.

20 Die Summationsergebnisse sind die On-Time-Schätzwerte der Pilotsymbolkorrelation. Diese werden anschließend durch ein FIR-Filter zur Mittelung geführt, dessen Ausgangssignale die gemittelten Schätzwerte für Kanalamplitude und Phase des RAKE-Fingers darstellen.

25 Diese Schätzwerte werden nun entsprechend der benötigten Werteanzahl vervielfacht. Die Produkte der entsprechend verzögerten Informationssymbole werden mit dem konjugiert komplexen der Schätzwerte multipliziert und dem Combiner zur Mehrwegezusammenführung zugeführt. Im Combiner werden alle Inphasen-
30 zusammenföhrung zugeführt. Im Combiner werden alle Inphasen-
summiert und alle Quadraturschätzwerte summiert.

Ein weiteres Demultiplexen der Inphasen- und Quadraturwerte liefert die Softbits, die der Dekodierungslogik bereitgestellt werden.

35 Die zeitliche Feinsynchronisation nutzt ausschließlich die Pilotsymbole. Hierfür werden zu den Pilotsymbolen gehörenden

Abtastwerte unmittelbar nach der ersten Verzögerung abgegriffen und im Chiptakt abgetastet. Diese Werte werden nun mit der konjugiert komplexen Differenz zweier aufeinanderfolgenden Codesymbole multipliziert und für jedes Pilotsymbol die Summe über diese Produkte gebildet. Die Ergebnisse werden anschließend noch mit den konjugiert komplexen lokal erzeugten Pilot-
5 symbolen multipliziert und die Summe über die Produkte für jeden Pilotsymbolblock gebildet.

10 Dieser Wert wird nun noch mit dem konjugiert komplexen des On-Time- Schätzwerts des Blocks von Pilotsymbolen multipliziert. Der Realteil dieses Produkts ist der Zeitfehlerschätzwert für den entsprechenden Pilotblock. Dieser wird nun noch durch das Schleifenfilter geführt, dessen Ausgang an die Kontrolleinheit
15 zur Feinsynchronisation weitergegeben wird.

Das Schleifenfilter, wie es in Fig. 10 dargestellt ist, besteht aus einem integrierendem Pfad und einem Pfad, der das Fehlersignal mit einem Proportionalitätsfaktor wichtet. Das
20 mit einem weiteren Proportionalitätsfaktor gewichtete integrierte Fehlersignal wird dem direkten Pfad addiert und bildet das Fehlersignal, welches an die Kontrolleinheit zur Feinsynchronisation weitergegeben wird. Das Schleifenfilter besitzt noch einen weiteren Eingang, welcher zusätzlich dem Integrator
25 zugeführt wird. Mit Hilfe dieses Signals können Fehler, die dadurch entstehen, daß sich der Zeitversatz des Fingers nur in ganzzahligen Abtastwerten einstellen läßt, ausgeglichen werden.

30 Die Kontrolleinheit zur Feinsynchronisation ist über den Initialzustand der Zeitversätze der RAKE-Finger informiert. Der aktuelle Zustand der Zeitversätze wird in einem Registersatz, der RAKE-Finger Datenbank, gehalten. Wenn der Abstand zwischen RAKE-Fingern, die zu einer Antenne gehören, größer ist als der
35 minimal zulässige Abstand von acht Abtastwerten, dann werden die entsprechenden RAKE-Finger getrennt betrachtet. In diesem Fall werden die Fehlersignale skaliert und gerundet und somit die Korrektursignale berechnet. Sollte sich herausstellen, daß

durch die angestrebte Korrektur der Zeitversätze ein unerlaubter Zustand erreicht, d.h. der minimale Abstand zweier RAKE-Finger unterschritten wird, dann werden die Korrektursignale derart angepaßt, daß der Abstand zeitlich benachbarter RAKE-Finger derselben Antenne minimal acht Abtastwerte beträgt.

Beträgt hingegen der zeitliche Abstand zeitlich benachbarter RAKE-Finger derselben Antenne bereits acht Abtastwerte, dann wird die zeitliche Korrektur der Versätze für diese RAKE-Finger gemeinsam durchgeführt, d.h., die entsprechenden RAKE-Finger werden als eine Gruppe betrachtet. Zunächst wird für jede Gruppe der Zustand berechnet, der entsteht, wenn die Finger einzeln betrachtet werden. Sollte der Abstand einiger RAKE-Finger danach größer als der minimale Abstand sein, so werden diese RAKE-Finger aus der Gruppe entfernt und die Korrektursignale berechnet. Für die verbleibenden RAKE-Finger bzw. gesamte Gruppe, wird das Gruppenfehlersignal durch Mittlung aller Zeitfehlersignale der in der Gruppe befindlichen RAKE-Finger berechnet. Die Korrektursignale für die RAKE-Finger ergeben sich aus Skalierung des Gesamtfehlersignals und Rundung zum nächsten Abtastwert. In diesem Fall sind die Korrekturwerte alle gleich, so daß alle RAKE-Finger einer Gruppe den gleichen Korrekturversatz erfahren.

Sollte der Korrekturwert eines RAKE-Fingers ungleich null sein, so wird dieser mit einem weiteren Skalierungsfaktor dem Schleifenfilter als Schleifenfilterkorrektursignal zur Verfügung gestellt, um das Schleifenfilter an die veränderte Situation anzupassen. Dies ist notwendig, da die zeitliche Regelung bei der digitalen Implementierung des RAKE-Empfängers nur in diskreten Schritten, nämlich der Zeitspanne zwischen zwei Abtastwerten, möglich ist.

Es kann vorkommen, daß die Beträge der Fehlersignale zweier in einer Gruppe zusammengefaßter, benachbarter RAKE-Finger in der Summe stetig anwachsen, sich im Gesamtfehlersignal aber gegenseitig aufheben. Sollte dies der Fall sein, dann kann durch das Schleifenfilterkorrektursignal durch Addition entsprechen-

der Kompensationswerte bei den Integratoren der Schleifenfilter ein Ausgleich geschaffen werden, ohne das Gesamtfehler-
signal zu verändern.

5

Verfahren zum Empfang von Spreizspektrumsignalen**Patentansprüche**

1. Verfahren zum Empfang von Spreizspektrum-Signalen, bei
10 dem aus einem mit einem Spreizcode ($c(t)$) kodiertem Sen-
designal ein Empfangssignal empfangen und gefiltert wird,
danach in einem ersten Verfahrensteil in einem ersten
RAKE-Finger
15 das gefilterte Empfangssignal in einer On-Time-Kor-
relation mit einem konjugiert komplexen Spreizcode
($c^*(t)$), der um eine Grund-Zeitverzögerung zum
Spreizcode ($c(t)$) des Sendesignales verzögert ist,
multipliziert und das Ergebnis in einem ersten Sum-
mierer summiert wird,
20 das Ergebnis der ersten Summation als Informations-
signal ausgegeben und der Summierer zurückgesetzt
wird,
25 entweder
das gefilterte Empfangssignal in einer Late-Korre-
lation mit dem konjugiert komplexen Spreizcode
($c^*(t)$) des Sendesignales, der um eine erste
Grund-Zeitverzögerung und einer die erste Grund-
Zeitverzögerung erhöhenden positiven Zusatz-Zeit-
verzögerung, zum Spreizcode ($c(t)$) des Sendesigna-
les verzögert ist, multipliziert und in einem
zweiten Summierer summiert wird,
30 das gefilterte Empfangssignal in einer Early-Kor-
relation mit dem konjugiert komplexen Spreizcode
($c^*(t)$), der um die erste Grund-Zeitverzögerung
und einer die erste Grund-Zeitverzögerung verrin-
gernden negativen Zusatz-Zeitverzögerung, zum
Spreizcode ($c(t)$) des Sendesignales verzögert ist,
35 multipliziert und anschließend in einem dritten

Summierer summiert wird,
und anschließend ein Differenzergebnis als Differenz aus dem Ergebnis der Early- und der Late-Korrelation ermittelt und der zweite und dritte Summierer zurückgesetzt wird,
oder
das gefilterte Empfangssignal mit der Differenz aus dem konjugiert komplexen Spreizcode ($c^*(t)$), der um die erste Grund-Zeitverzögerung und der die erste Grund-Zeitverzögerung erhöhenden positiven Zusatz-Zeitverzögerung, zum Spreizcode des Sendesignales verzögert ist, und dem konjugiert komplexen Spreizcode ($c^*(t)$), der um die erste Grund-Zeitverzögerung und der die erste Grund-Zeitverzögerung verringernden negativen Zusatz-Zeitverzögerung, zum Spreizcode des Sendesignales verzögert ist, multipliziert und in einem vierten Summierer summiert wird, wodurch das Differenzergebnis gebildet ist, nach dessen Weiterverarbeitung der vierte Summierer zurückgesetzt wird,
anschließend als ein Fehlersignal der Realteil des Produkts aus dem auf dem einen oder dem anderen Weg ermittelten Differenzergebnis und dem Informationsignal ermittelt und damit die Größe der Grundverzögerung gesteuert wird,
parallel zum ersten Verfahrensteil in einem zweiten Verfahrensteil in einem zweiten RAKE-Finger die gleichen Verfahrensschritte mit einer zweiten Grund-Zeitverzögerung, die gegenüber der ersten Grund-Zeitverzögerung eine Differenz aufweist, durchgeführt werden
und die Informationssignale der parallel durchgeführten Verfahrensteile zusammengefaßt werden,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß
am Verfahrensanfang der Betrag der Differenz aus der ersten und der zweiten Grund-Zeitverzögerung größer ist als eine Mindestdifferenz und
daß bei Erreichen der Mindestdifferenz während des Verfahrensablaufs durch die Differenz aus der ersten und der

zweiten Grund-Zeitverzögerung das Fehlersignal des ersten Verfahrensteiles und des zweiten Verfahrensteiles addiert und diese Summe als neues Fehlersignal zur Steuerung der Grundverzögerung in beiden Verfahrensteilen genutzt wird.

5

2. Verfahren zum Empfang von Spreizspektrum-Signalen, bei dem aus einem mit einem Spreizcode ($c(t)$) kodiertem Sendesignal ein Empfangssignal empfangen wird, danach in einem ersten Verfahrensteil in einem ersten RAKE-FINGER
10 das Empfangssignal in einer On-Time-Korrelation mit einem gefilterten konjugiert komplexen Spreizcode ($c^*(t)$), der um eine Grund-Zeitverzögerung zum Spreizcode ($c(t)$) des Sendesignales verzögert ist, multipliziert und das Ergebnis in einem ersten Integrierer integriert wird,
15 das Ergebnis der ersten Integration als Informationsignal ausgegeben und der Integrierer zurückgesetzt wird,
entweder
20 das Empfangssignal in einer Late-Korrelation mit dem gefilterten konjugiert komplexen Spreizcode ($c^*(t)$) des Sendesignales, der um eine erste Grund-Zeitverzögerung und einer die erste Grund-Zeitverzögerung erhöhenden positiven Zusatz-Zeitverzögerung, zum Spreizcode ($c(t)$) des Sendesignales verzögert ist, multipliziert und in einem zweiten Integrierer integriert wird,
25 das Empfangssignal in einer Early-Korrelation mit dem gefilterten konjugiert komplexen Spreizcode ($c^*(t)$), der um die erste Grund-Zeitverzögerung und einer die erste Grund-Zeitverzögerung verringern den negativen Zusatz-Zeitverzögerung, zum Spreizcode ($c(t)$) des Sendesignales verzögert ist, multipliziert und anschließend in einem dritten Integrierer integriert wird,
30 und anschließend ein Differenzergebnis als Differenz aus dem Ergebnis der Early- und der Late-Korrelation ermittelt und der zweite und dritte Inte-
35

grierer zurückgesetzt wird,
oder

5 das Empfangssignal mit der Differenz aus dem gefilterten konjugiert komplexen Spreizcode ($c^*(t)$), der um die erste Grund-Zeitverzögerung und der die erste Grund-Zeitverzögerung erhöhenden positiven Zusatz-Zeitverzögerung, zum Spreizcode des Sendesignales verzögert ist, und dem gefilterten konjugiert komplexen Spreizcode ($c^*(t)$), der um die erste Grund-Zeitverzögerung und der die erste Grund-Zeitverzögerung verringern den negativen Zusatz-Zeitverzögerung, zum Spreizcode des Sendesignales verzögert ist, multipliziert und in einem vierten Integrierer integriert wird, wodurch das Differenzergebnis gebildet ist, nach dessen Weiterverarbeitung der vierte Integrierer zurückgesetzt wird,

10 anschließend als ein Fehlersignal der Realteil des Produkts aus dem auf dem einen oder dem anderen Weg ermittelten Differenzergebnis und dem Informationsignal ermittelt und damit die Größe der Grundverzögerung gesteuert wird,

15 20 parallel zum ersten Verfahrensteil in einem zweiten Verfahrensteil in einem zweiten RAKE-Finger die gleichen Verfahrensschritte mit einer zweiten Grund-Zeitverzögerung, die gegenüber der ersten Grund-Zeitverzögerung eine Differenz aufweist, durchgeführt werden und die Informationssignale der parallel durchgeföhrten Verfahrensteile zusammengefaßt werden,

25 30 dadurch gekennzeichnet, daß am Verfahrensanfang der Betrag der Differenz aus der ersten und der zweiten Grund-Zeitverzögerung größer ist als eine Mindestdifferenz und daß bei Erreichen der Mindestdifferenz während des Verfahrensablaufs durch die Differenz aus der ersten und der zweiten Grund-Zeitverzögerung das Fehlersignal des ersten Verfahrensteiles und des zweiten Verfahrensteiles addiert und diese Summe als neues Fehlersignal zur Steuerung der

Grundverzögerung in beiden Verfahrensteilen genutzt wird.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Mindestdifferenz einer Chipdauer entspricht
4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß bei einer Reduzierung einer ursprünglich großen Differenz zwischen der ersten und der zweiten Grund-Zeitverzögerung während des Verfahrensablaufes auf die Mindestdifferenz, der erste und der zweite RAKE Finger gruppiert werden und die Verfahrensschritte fortan gemeinsam für die Gruppe durchgeführt werden.
5. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß ein RAKE-Finger aus der Gruppe entfernt wird wenn sich bei der Abarbeitung der Verfahrensschritte die Differenz zwischen der ersten und der zweiten Grund-Zeitverzögerung auf einen Wert größer als die Mindestdifferenz einstellt.
6. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß eine Gruppe von Beginn der Verfahrensabarbeitung an unabhängig von der Differenz zwischen erster und zweiter Grund-Zeitverzögerung initiiert wird.
7. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß zu einem ersten RAKE-Finger ein zweiter RAKE-Finger, dessen Grundverzögerung sich um den Mindestabstand zum ersten RAKE-Finger unterscheidet, hinzugefügt wird, wodurch der erste und der zweite RAKE-Finger eine Gruppe bilden oder ein dritter RAKE-Finger mit Mindestabstand zu einer Gruppe von RAKE-Fingern hinzugefügt wird, wodurch sich die Zahl der RAKE-Finger in einer Gruppe erhöht.

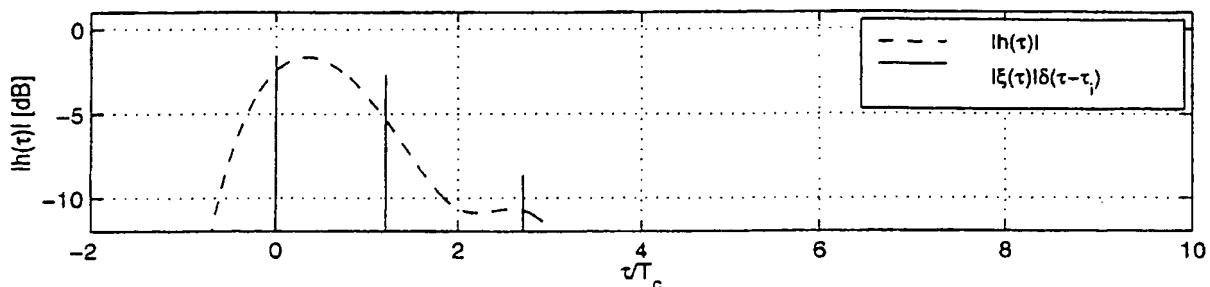


Fig. 1a

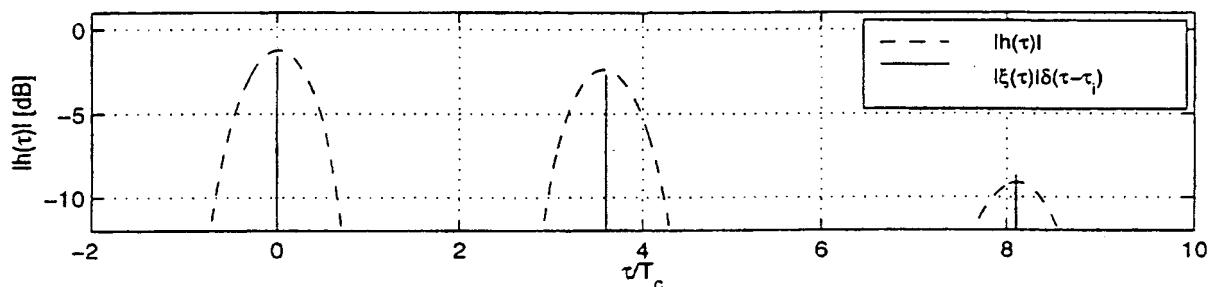


Fig. 1b

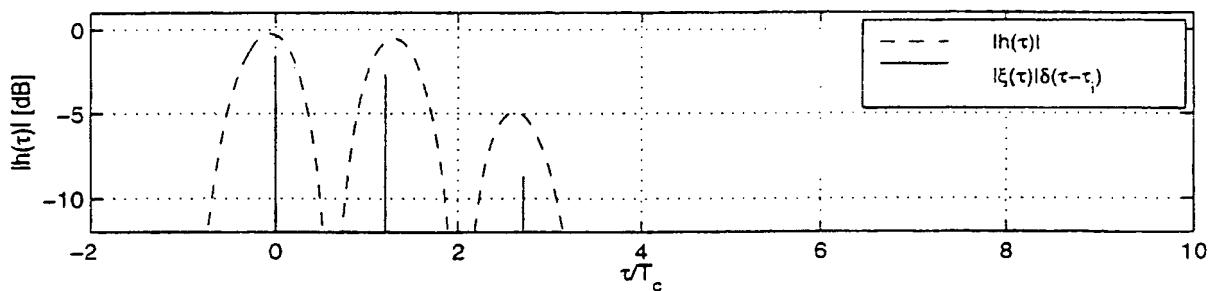
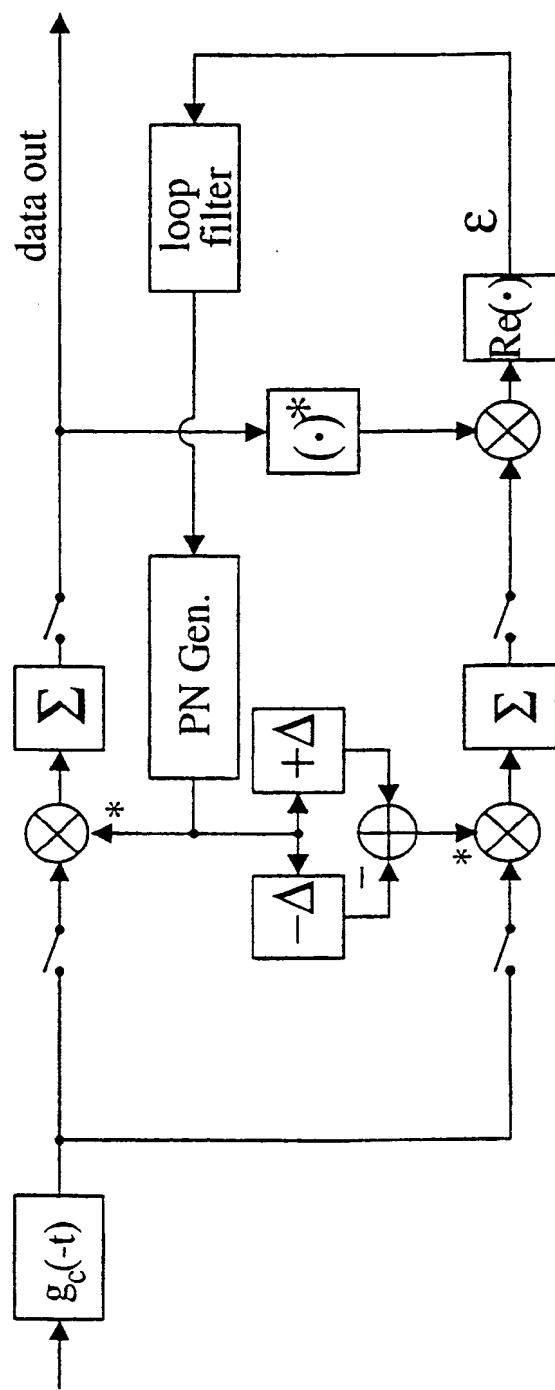


Fig. 1c

Fig. 2

i	a)			b)			c)		
	r_i/T_c	$\text{Re}\{\xi\}$	$\text{Im}\{\xi\}$	r_i/T_c	$\text{Re}\{\xi\}$	$\text{Im}\{\xi\}$	r_i/T_c	$\text{Re}\{\xi\}$	$\text{Im}\{\xi\}$
1	0.0	0.834	0.000	0.0	0.834	0.000	0.0	0.834	0.000
2	3.6	0.731	0.012	1.2	0.731	0.012	1.2	-0.731	0.012
3	8.1	0.346	-0.122	2.7	0.346	-0.122	2.7	0.346	-0.122

Fig. 3



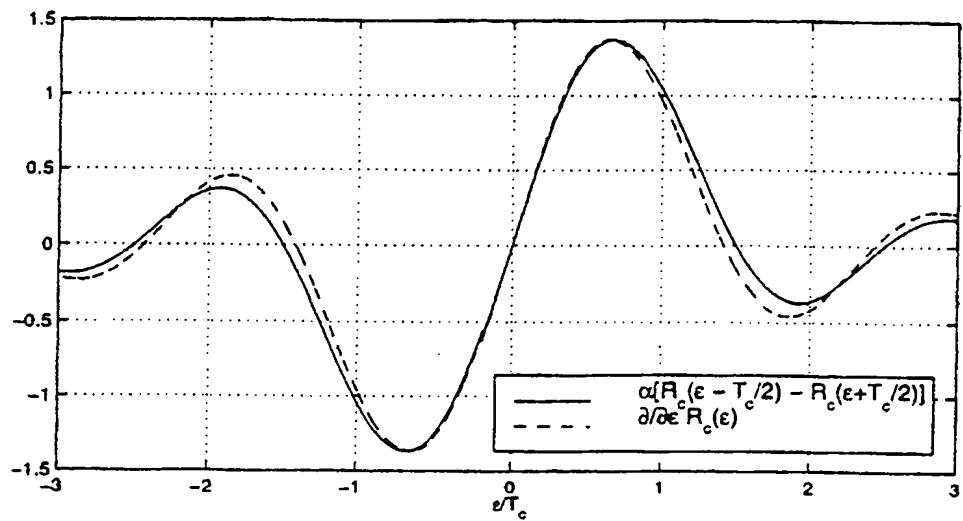


Fig. 4

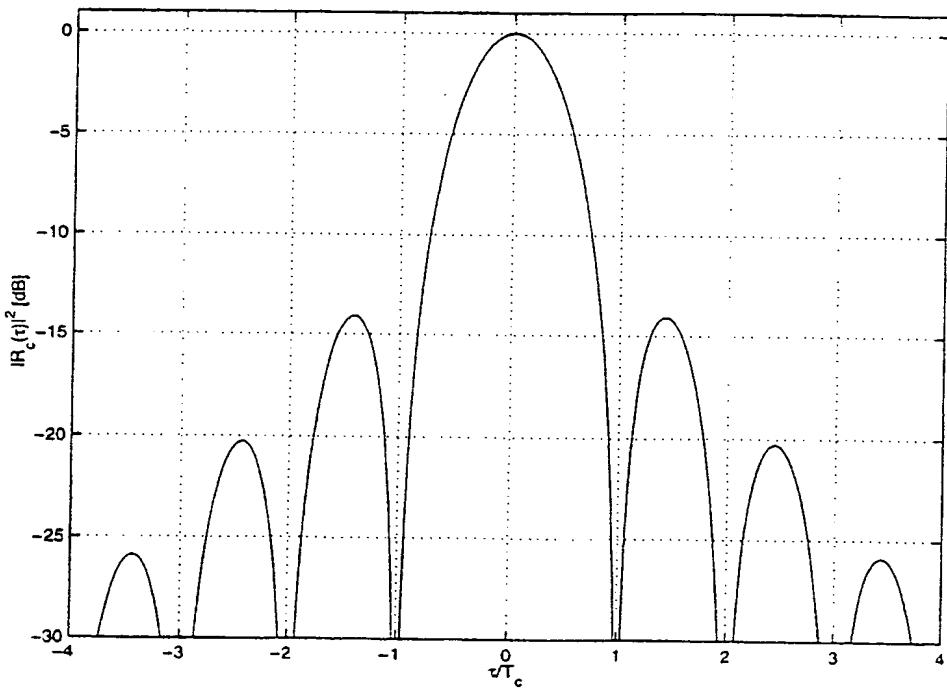
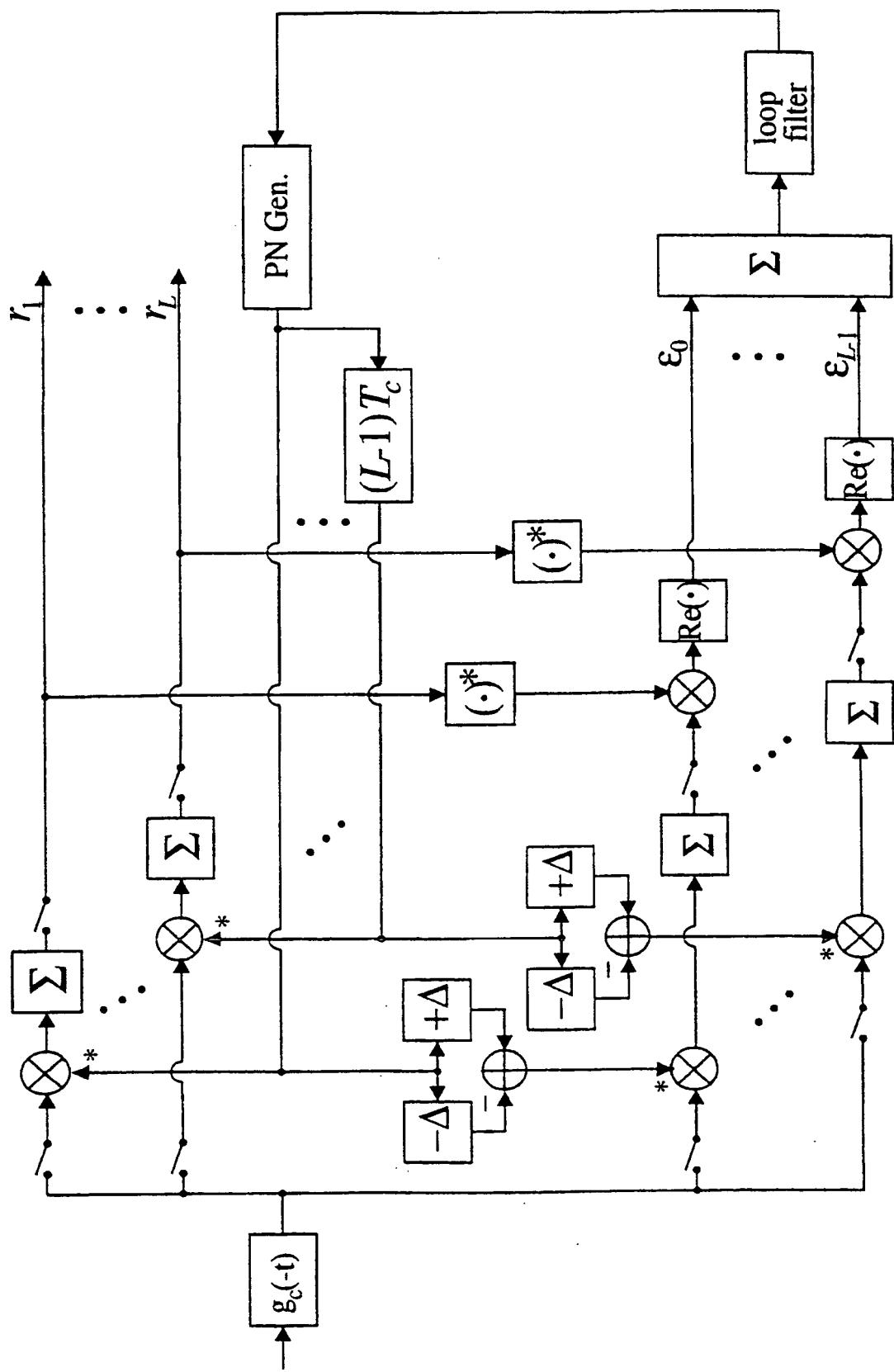


Fig. 5

Fig. 6



6/8

Fig. 7

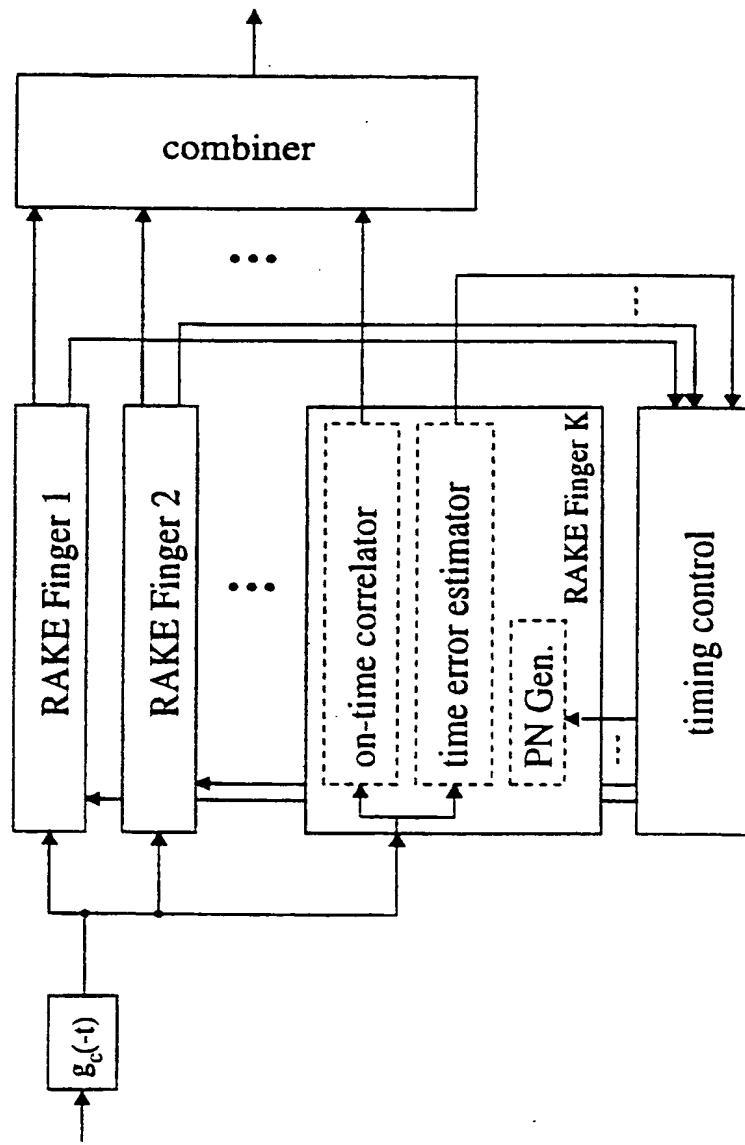
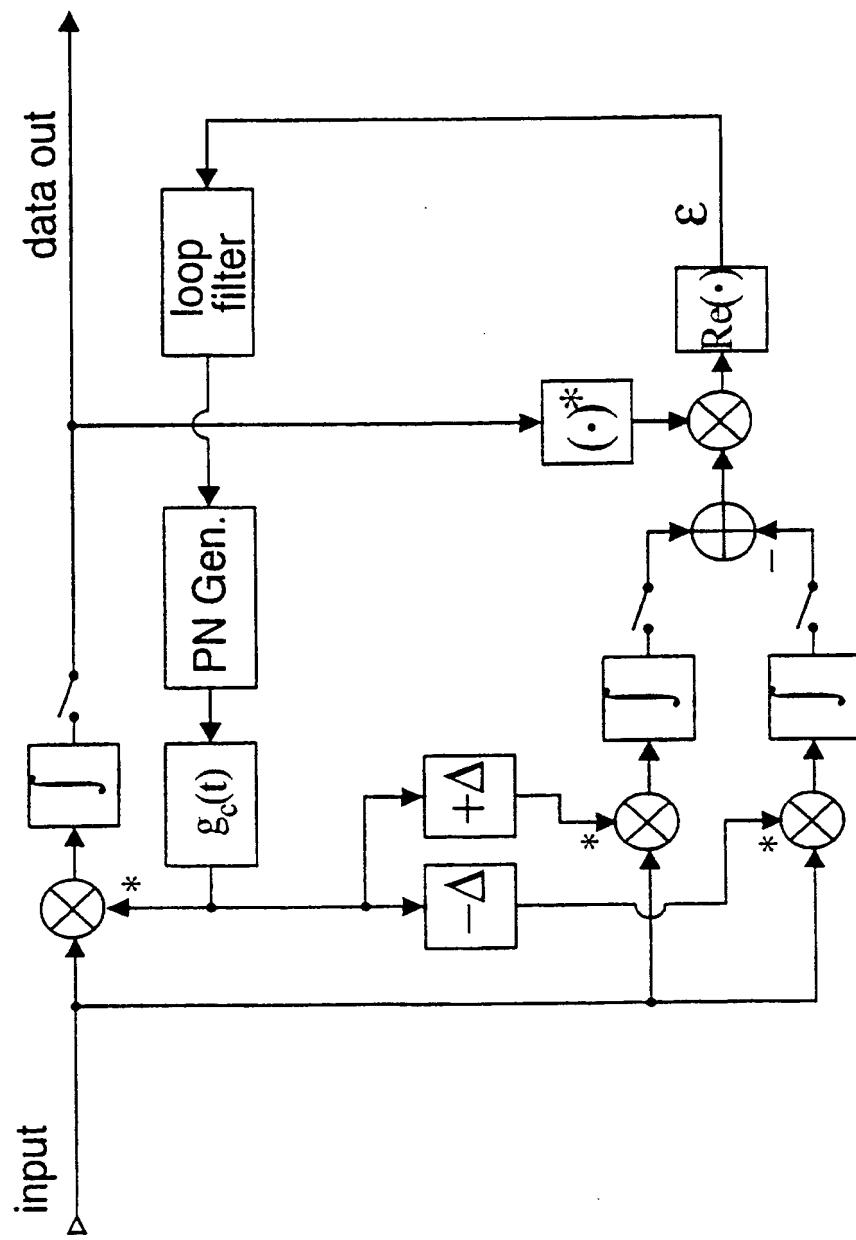


Fig. 8



8\8

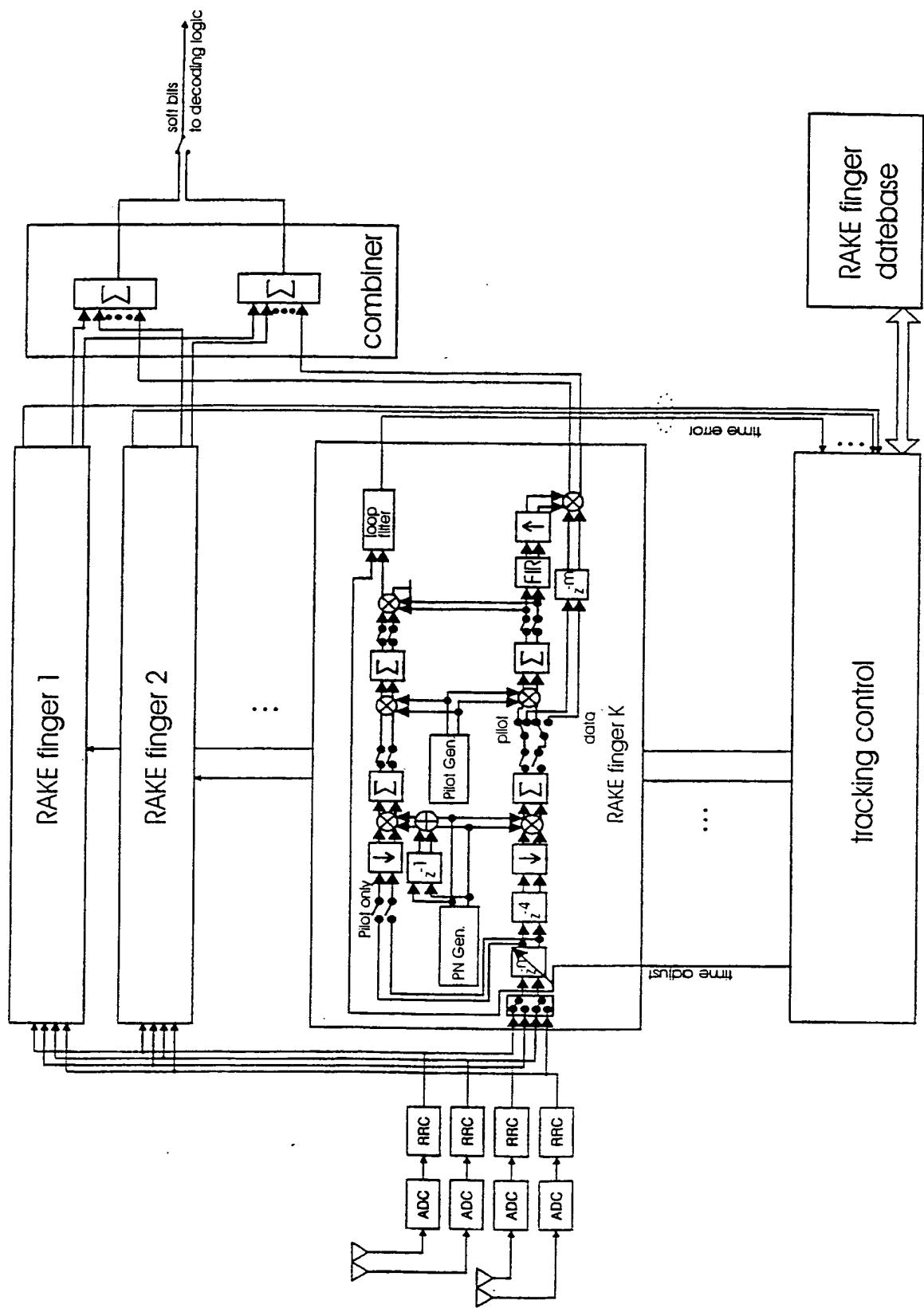


Fig. 9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/DE 99/03202

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04B1/707

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>LATVA-AHO M ET AL: "Quasi-coherent delay-locked loops for fading channels" 1996 IEEE 4TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SPREAD SPECTRUM TECHNIQUES AND APPLICATIONS PROCEEDINGS. TECHNICAL PROGRAM. (CAT. NO.96TH8210), PROCEEDINGS OF ISSSTA'95 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SPREAD SPECTRUM TECHNIQUES AND APPLICATIONS, MAINZ, GERMANY, , pages 455-459 vol.1, XP002130709 1996, New York, NY, USA, IEEE, USA ISBN: 0-7803-3567-8 abstract page 455, left-hand column, line 1 - line 29; figure 4 page 456, right-hand column, line 17 -page 457, left-hand column, line 18 ---</p> <p style="text-align: center;">-/-</p>	1-3

Further documents are listed in the continuation of box C.

Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents :

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority, claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"S" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
18 February 2000	01/03/2000
Name and mailing address of the ISA	Authorized officer
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl. Fax: (+31-70) 340-3016	Nilsson, M

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 99/03202

A. KLASSEFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
IPK 7 H04B1/707

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)
IPK 7 H04B

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie ^a	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	<p>LATVA-AHO M ET AL: "Quasi-coherent delay-locked loops for fading channels" 1996 IEEE 4TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SPREAD SPECTRUM TECHNIQUES AND APPLICATIONS PROCEEDINGS. TECHNICAL PROGRAM. (CAT. NO.96TH8210), PROCEEDINGS OF ISSSTA'95 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SPREAD SPECTRUM TECHNIQUES AND APPLICATIONS, MAINZ, GERMANY, , Seiten 455-459 vol.1, XP002130709 1996, New York, NY, USA, IEEE, USA ISBN: 0-7803-3567-8 Zusammenfassung Seite 455, linke Spalte, Zeile 1 - Zeile 29; Abbildung 4 Seite 456, rechte Spalte, Zeile 17 -Seite 457, linke Spalte, Zeile 18</p> <p>---</p> <p>-/-</p>	1-3

Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

Siehe Anhang Patentfamilie

^a Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kolidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erforderlicher Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erforderlicher Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

Absendedatum des internationalen Recherchenberichts

18. Februar 2000

01/03/2000

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Nilsson, M

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 99/03202

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie ³	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	DE 37 43 731 A (ANT NACHRICHTENTECH) 13. Juli 1989 (1989-07-13) Zusammenfassung; Abbildung 3 Spalte 3, Zeile 23 -Spalte 4, Zeile 11 ---	1,2
A	WO 97 06446 A (ASHTECH INC) 20. Februar 1997 (1997-02-20) Seite 5, Zeile 20 -Seite 6, Zeile 23 Seite 14, Zeile 3 -Seite 17, Zeile 17; Abbildungen 7,8 -----	1,2

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inte onal Application No
PCT/DE 99/03202

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	DE 37 43 731 A (ANT NACHRICHTENTECH) 13 July 1989 (1989-07-13) abstract; figure 3 column 3, line 23 -column 4, line 11 ---	1,2
A	WO 97 06446 A (ASHTECH INC) 20 February 1997 (1997-02-20) page 5, line 20 -page 6, line 23 page 14, line 3 -page 17, line 17; figures 7,8 -----	1,2

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application Nb

PCT/DE 99/03202

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)		Publication date
DE 3743731	13-07-1989	NONE		
WO 9706446	20-02-1997	US 5953367 A		14-09-1999
		AU 1114397 A		05-03-1997
		CA 2229069 A		20-02-1997
		CN 1196123 A		14-10-1998
		EP 0843828 A		27-05-1998

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 99/03202

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
DE 3743731 A	13-07-1989	KEINE	
WO 9706446 A	20-02-1997	US 5953367 A AU 1114397 A CA 2229069 A CN 1196123 A EP 0843828 A	14-09-1999 05-03-1997 20-02-1997 14-10-1998 27-05-1998

THIS PAGE BLANK (USPTO)